

Amplificador de Bajo Ruido basado en Tecnología mHEMT para Receptores de Radio Astronomía

Juan Luis Cano, Luisa de la Fuente, Eduardo Artal

E-mail: juanluis.cano@unican.es, fuerterm@unican.es, artale@unican.es

Dpto. De Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria

Plaza de la Ciencia s/n, 39005. Santander

Abstract- This paper describes a broad-band amplifier with very low noise for the 26-36 GHz frequency range. The amplifier consists of a previously designed monolithic (MMIC) amplifier using a 100nm mHEMT process and a high performance discrete transistor placed in front of it, so that the overall noise is reduced while the gain is increased if compared with the MMIC. The transistor was manufactured using a 50 nm mHEMT process. At room temperature the average gain is 35.2 dB and a noise figure of 1.76 dB. When cooled to 16K, the average noise temperature is 19.1K with an associated gain of 39.4 dB and a DC power consumption of only 15.7 mW.

I. INTRODUCCIÓN

La Radio Astronomía es quizás el campo científico donde son necesarios los receptores más sensibles para detectar señales extremadamente débiles procedentes de lugares lejanos. Para conseguir grandes sensibilidades, los receptores para Radio Astronomía deben tener un ruido extremadamente bajo, lo que conduce a la utilización de tecnologías del estado del arte que utilizan transistores de alta movilidad electrónica (HEMT- High Electron Mobility Transistor) implementadas en Arseniuro de Galio (GaAs) o en Fosfuro de Indio (InP). Los mejores resultados de amplificadores de bajo ruido, hasta ahora, se han conseguido con la tecnología de InP[1]. Sin embargo, su alto coste de fabricación, bajo voltaje de ruptura, mayor fragilidad y menor estabilidad en comparación con las tecnologías de GaAs, ha provocado el procesado de dispositivos con canales de InP sobre obleas de GaAs, dando lugar a los llamados transistores pseudomórficos (pHEMT) y metamórficos (mHEMT). En los últimos años se han presentado excelentes resultados en amplificadores de bajo ruido basados en estructuras metamórficas [2].

Los amplificadores construidos en tecnología híbrida (MIC), en la que tanto los componentes activos y pasivos van soldados en un sustrato, presentan una serie de desventajas en cuanto a dificultad en el proceso de montaje y fiabilidad, pero permiten la posibilidad de ajuste para mejorar las prestaciones y sobre todo, consiguen los mejores resultados en cuanto a comportamiento en ruido, debido a menores pérdidas resistivas de la red de entrada. Por otro lado, los amplificadores monolíticos (MMIC) son más adecuados para grandes producciones, facilitan el proceso de montaje, aunque sus prestaciones en ruido son peores que los construidos en tecnología híbrida.

Bajo estas consideraciones se ha diseñado un amplificador de bajo ruido en la banda Ka, que consta de una primera etapa construida en tecnología híbrida, para

minimizar el ruido, y como segunda etapa se ha utilizado un amplificador de bajo ruido en tecnología monolítica [3], que aporta la mayor parte de la ganancia del conjunto.

En este artículo se presenta el proceso de diseño y las medidas del amplificador en la banda frecuencia de 26-36 GHz. El proceso de diseño de la primera etapa, junto al modelo utilizado para el transistor, se detalla en la sección II, así como una breve descripción del MMIC utilizado en la segunda etapa. La caracterización en cuanto a ganancia y ruido se muestra en la sección III, tanto a temperatura ambiente como a temperatura criogénica y en la sección IV se presenta una breve conclusión del trabajo.

II. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR

El transistor utilizado para el diseño de la primera etapa está realizado en tecnología metamórfica HEMT con 50 nm de longitud de puerta y con un contenido de Indio del 65% en el canal, lo que le confiere una frecuencia extrínseca de transición (f_T) de unos 380 GHz y una frecuencia máxima de oscilación (f_{max}) de 500 GHz. El tamaño del transistor utilizado es de $4 \times 15 \mu\text{m}$, y ha sido fabricado en el Instituto Fraunhofer (Fraunhofer IAF) en Freiburg, Alemania.

A. Modelo del transistor

El modelo de pequeña señal del transistor utilizado para el diseño se obtuvo a partir de medidas de DC y de parámetros de Scattering para óptimo comportamiento en ruido a temperatura ambiente. Dichas medidas se realizaron en un estación de sondas coplanares. En la Fig. 1 se muestra una fotografía del transistor medido.

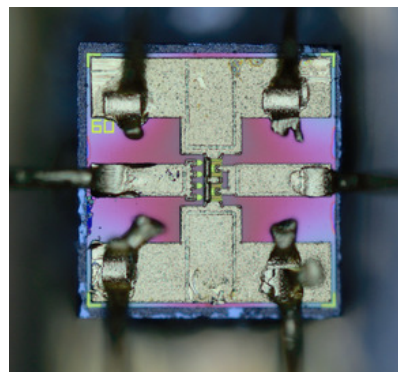


Fig. 1. Fotografía del transistor discreto ($4 \times 15 \mu\text{m}$)

Debido a la falta de modelo de ruido para el dispositivo, se hizo una estimación del punto de polarización más adecuado para bajo ruido a partir de medidas de DC [3] ,[4]. Dicha estimación consiste en encontrar el mínimo de la función mostrada en (1).

$$f(V_{ds}, V_{gs}) \cong \frac{\sqrt{I_{ds}}}{g_m} \quad (1)$$

La ecuación (1) se ha representado en la Fig. 2 , encontrando el punto de polarización para óptimo ruido para $V_{ds}=0.8$ V e $I_{ds}=125$ mA/mm.

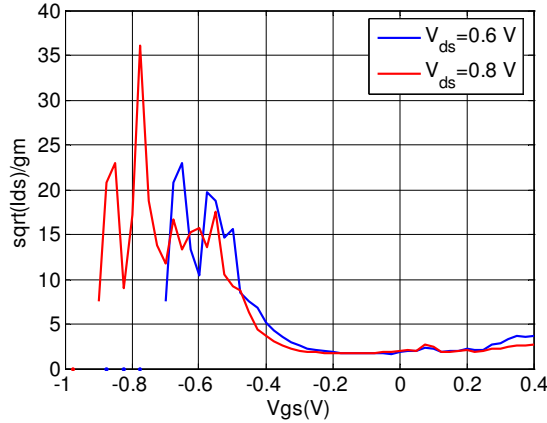


Fig. 2. Punto de polarización para óptimo ruido para $V_{ds}=0.6$ V y $V_{ds}=0.8$ V.

En la Fig. 3 se muestra el modelo de pequeña señal con el que se ha diseñado esta primera etapa, y los valores de los parámetros se muestran en la Tabla 1.

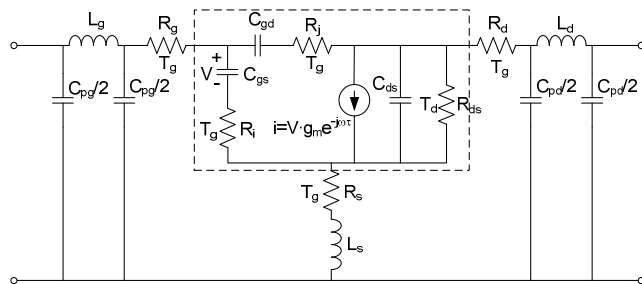


Fig. 3. Modelo de pequeña señal para el transistor 4x15µm

| Parameter | Value | Parameter | $V_{ds} = 0.8$ V, $I_{ds} = 125$ mA/mm |
|------------|-------|-----------|---|
| $C_{pg}/2$ | 7 | C_{gs} | 37 |
| $C_{pd}/2$ | 7 | R_i | 10 |
| L_g | 52 | C_{gd} | 18.2 |
| L_d | 48 | R_j | 10 |
| L_s | 2.3 | C_{ds} | 31 |
| R_g | 0.5 | g_d | 15.7 |
| R_d | 2.36 | g_m | 71.2 |
| R_s | 0.9 | τ | 0 |

Tabla 1. Parámetros de pequeña señal. Unidades en fF, pH, Ω , ps

B. Diseño de la primera etapa

La red de adaptación de entrada es la parte más crítica del diseño y debe ser lo más sencilla posible para conseguir el ruido más bajo. Esta red incluye además de las líneas

microstrip, condensadores SMD como bloqueo de la señal de DC e hilos de bonding. Se ha optimizado utilizando el simulador ADS (Agilent Technologies), y se ha verificado su comportamiento con el simulador electromagnético 3D CST. Para esta red se han escogido condensadores con baja constante dieléctrica, y así evitar una degradación en su comportamiento a temperaturas criogénicas. Para las redes microstrip se ha utilizado el sustrato blando CLTE-XT de Arlon ($\epsilon_r=2.79$, $h=5$ mils) por ser estable con la temperatura. Se han separado las redes de polarización de la parte de alta frecuencia con paredes para evitar oscilaciones a frecuencias bajas y resonancias en la cavidad.

C. Diseño de la segunda etapa

La segunda etapa se ha basado en un amplificador de bajo ruido de cuatro etapas en tecnología monolítica. Para el diseño de este amplificador se utilizó el proceso D01MH de la foundry OMMIC (Francia). La Fig. 4 muestra el layout de este amplificador. Más detalles del diseño y medidas en [3].

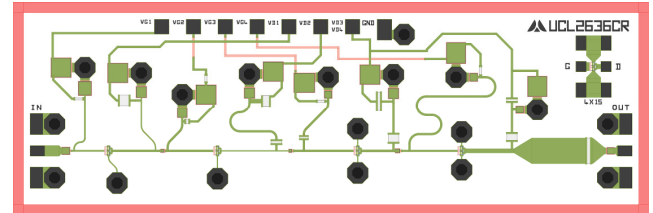


Fig. 4. Layout del amplificador monolítico

Finalmente se diseñó una red de adaptación entre el transistor y el amplificador monolítico, que además permitiera compensar los efectos de los hilos de bonding de conexión del MMIC a las líneas microstrip.

La caja del amplificador se ha mecanizado en aluminio dorado. La Fig. 5 muestra el esquema eléctrico del amplificador completo y una fotografía de la parte interna del montaje se muestra en Fig. 6.

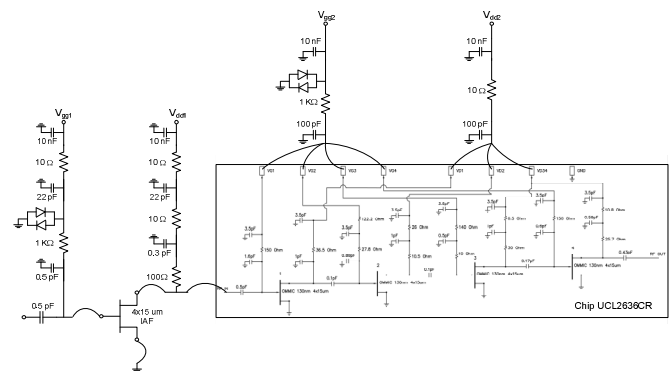


Fig. 5. Esquema eléctrico del amplificador total

III. CARACTERIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR

La medida de parámetros de Scattering del amplificador se ha llevado a cabo con un analizador de redes E8364A de Agilent Technologies. En la Fig. 7 se muestra la ganancia de pequeña señal y las adaptaciones de entrada y salida en la Fig. 8.

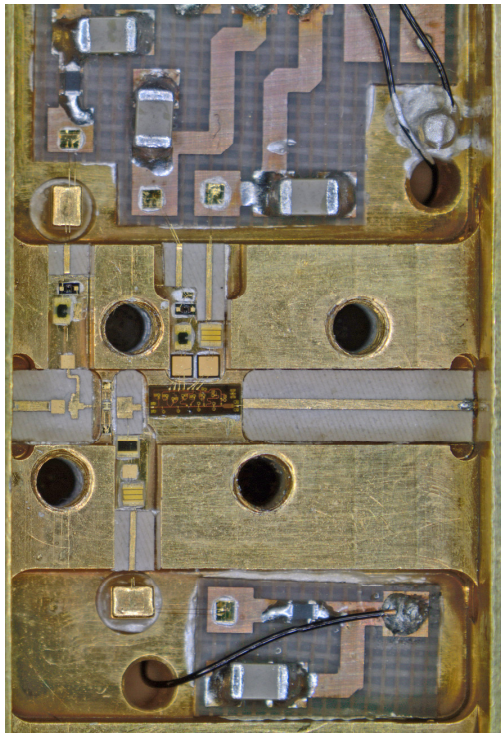


Fig. 6. Vista interna del amplificador completo

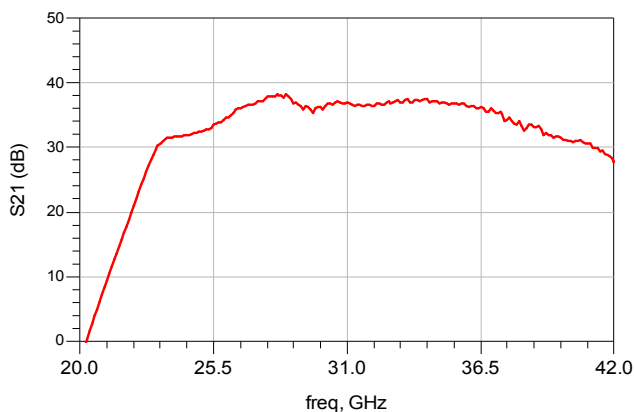


Fig. 7. Ganancia de pequeña señal del amplificador

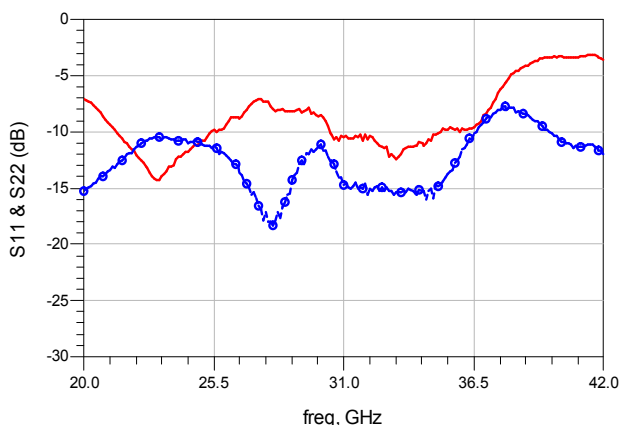


Fig. 8. Adaptación de entrada (trazo en rojo) y salida (trazo en azul) del amplificador.

La caracterización en ruido es algo más complicada ya que la banda de funcionamiento del amplificador está fuera del rango de frecuencia de los medidores de ruido disponibles. Debido a esto es necesario utilizar una etapa convertora de frecuencia a la salida del amplificador, que permita trabajar dentro del rango de frecuencia del medidor

de figura de ruido (N8975A de Agilent). Como fuente de ruido se utilizó la única disponible en estas bandas, el modelo 346C_K01 de Agilent con salida en coaxial, junto a un atenuador de 6 dB para reducir el valor de ENR. La inclusión de un atenuador en la fuente de ruido de alto valor de ENR para la medida de dispositivos de muy bajo ruido se realiza por dos razones: los valores de ruido generados son más próximos a los medidos y por tanto el error en la medida es menor, y la diferencia entre los coeficientes de reflexión de la fuente en los estados ON y OFF es menor, lo cual reduce el rizado en la medida y aumenta también la precisión en la misma [3], [6]. En la Fig. 9 se muestran los resultados de figura de ruido y ganancia asociada. Las medidas del amplificador muestran una ganancia promedio de 35.2 dB con una figura de ruido media de 1.76 dB en la banda de 26-36 GHz. El consumo total de potencia es de 44.9 mW.

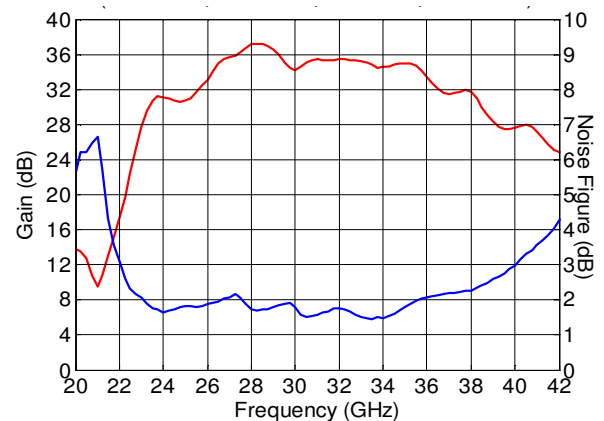


Fig. 9. Ganancia y Factor de ruido del amplificador @ 300K

El amplificador también se ha caracterizado a temperatura criogénica utilizando el método del atenuador frío [5]. En esta técnica un atenuador es enfriado y colocado delante del dispositivo a medir, con lo que las potencias de ruido provenientes de la fuente de ruido en el exterior se atenúan considerablemente y se aproximan a los valores de ruido generados por el dispositivo a medir. Al igual que la medida en temperatura ambiente, es necesario utilizar un convertor de frecuencia para acomodar la frecuencia de salida del amplificador al rango de frecuencias de entrada del medidor de ruido. En Fig. 10 se muestra un esquema del banco de medida de ruido para la caracterización del amplificador en criogenia.

La fuente de ruido utilizada es la misma que para la caracterización en ambiente, salvo que no se incluye el atenuador de 6 dB, sino una transición coaxial. La tabla de exceso de ruido se modifica teniendo en cuenta las pérdidas de dicha transición. Además es importante conocer con precisión las pérdidas del cable coaxial de entrada y del atenuador a temperatura criogénicas. El cable coaxial se caracterizó colocando un cortocircuito en un extremo y midiendo las pérdidas de retorno desde el exterior. Las pérdidas de retorno se calculan como la mitad de la medida anterior. El mismo procedimiento se utilizó para caracterizar el cable de salida. La caracterización del atenuador en criogenia se detalla en [7].

En la Fig. 11 se muestran los resultados obtenidos en temperatura de ruido y ganancia asociada. Se ha medido una temperatura promedio de 19.1 K con una ganancia asociada

IV. CONCLUSIONES

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen a Beatriz Aja, en la actualidad realizando una estancia posdoctoral en el Instituto Fraunhofer-IAF (Friburgo, Alemania), por su gran ayuda y asesoramiento en este trabajo.

REFERENCIAS

- [1] Yu-Lung Tang; Wadefalk, N.; Morgan, M.A.; Weinreb, S. "Full Ka-band High Performance InP MMIC LNA Module". Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International.
- [2] B. Aja, M. Seelmann-Eggbert, A. Leuther, H. Massler, M. Schlechtweg, J.D. Gallego, I. López-Fernández, C. Diez, I. Malo, E. Villa, E. Artal, "4-12 GHz and 25-34 GHz Cryogenic MHEMT MMIC Low Noise Amplifiers for Radio Astronomy". 2012 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. June 2012. Aceptado para su publicación.
- [3] J.L. Cano, Cryogenic Technology in the Microwave Engineering: Application to MIC and MMIC Very Low Noise Amplifier Design, Ph.D. Thesis, Universidad de Cantabria, May 2010. ISBN: 978-84-693-4559-7.
<https://www.educacion.gob.es/teseo/imprimirFicheroTesis.do?fichero=16444>.
- [4] M. W. Pospieszalski, "Modeling of Noise Parameters of MESFET's and MODFET's and Their Frequency and Temperature Dependence" *Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol.37, no. 9, pp. 1340-1350, September. 1989.
- [5] J.E. Fernandez, "A noise-temperature measurement system using a cryogenic attenuator", Jet Propulsion Lab. (JPL), Pasadena, CA, TMO Progress Rep. 42-135, Nov. 1998.
- [6] J.L. Cano and J.D. Gallego, "Estimation of Uncertainty in Noise Measurements Using Monte Carlo Analysis" 1st Radionet-FP7 Engineering Forum Workshop, Gothenburg, Sweden, June 2009.
- [7] J.L. Cano, N. Wadefalk, and J.D. Gallego-Puyol, "Ultra-Wideband Chip Attenuator for Precise Noise Measurements at Cryogenic Temperatures", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 58, no. 9, Sept. 2010, pp. 2504-2510.